

24GHz 帯 F 級負荷装荷レクテナの改良

波多野 健[†] 篠原 真毅[†] 三谷 友彦[†]

[†] 京都大学生存圏研究所 〒611-0011 京都府宇治市五ヶ庄

E-mail: [†] {k-hatano, shino, mitani}@rish.kyoto-u.ac.jp

あらまし 出力フィルタに F 級負荷を用いた 24GHz 帯 F 級負荷装荷レクテナを開発した。電磁界シミュレータによる解析を行い、表面波モードとの結合を抑えた回路設計を行った。

キーワード F 級負荷、レクテナ

Improvement of 24GHz-Band Class-F Load Rectennas

Ken Hatano[†] Naoki Shinohara[†] Tomohiko Mitani[†]

[†] Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University Gokasho, Uji-shi, Kyoto, 611-0011 Japan

E-mail: [†] {k-hatano, shino, mitani}@rish.kyoto-u.ac.jp

Abstract We developed the class-F load rectennas which adopt class-F load as an output filter. We analyzed the class-F load by electromagnetic field simulation, and designed a new circuit which can suppress a surface wave.

Keyword Class-F load, Rectenna

1. 研究背景・目的

現在、光ファイバに代表される通信システムの発達により、大容量の情報を高速で伝送することが可能となってきた。しかし、従来のような有線の通信システムの場合、線路の敷設にコストと労力がかかってしまう。そこで、図 1 に示すような新しい無線システムが提案されている。屋外装置が光ファイバ、または FWA(固定無線アクセス)などによってインターネット情報の送受信を行う。そして屋外と屋内の装置が高速無線通信を行うのと同時に、屋内から屋外の装置に無線電力伝送を行い、屋外の装置をバッテリーレスで駆動させるシステムである。このシステムにおいては、システムのサイズや、電波の直進性という観点から、高い周波数での無線電力伝送が必要となる。そこで本研究ではターゲットとする周波数を、2.4GHz 帯や 5.8GHz 帯よりも高い ISM バンドである 24GHz とし、24GHz 帯レクテナの設計・高効率化に取り組む。

これまでに、出力フィルタに F 級負荷を用いた 2 並列 F 級負荷装荷レクテナを製作し、変換効率 65.6% という高い変換効率を実現できた[1]。この回路を図 2 に、また最大変換効率時の負荷(最適負荷)と入力電力(最適入力電力)を表 1 に示す。最適負荷、最適入力電力ともに設計値と大きくずれていた。負荷と入力電力に変換効率が大きく依存しているレクテナにとって、この問題はシステム化に向けて取り組むべき課題である。

本稿ではこの原因について F 級負荷に着目した考察を行い、設計値とのずれのない高効率な 24GHz 帯 F 級

負荷装荷レクテナの設計を行う。

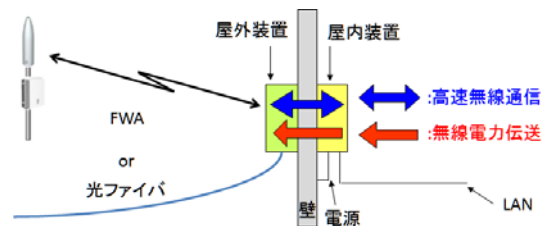


図 1 提案されている無線システム

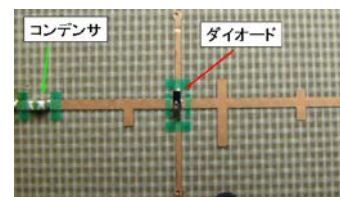


図 2 製作した F 級負荷装荷レクテナ

表 1 最適入力電力と最適負荷

	シミュレーション	実験
最適入力電力[mW]	140	30
最適負荷[Ω]	80	203

2. 表面波モードとの結合周波数

周波数が低い場合、マイクロストリップ線路における伝搬モードは準 TEM モードとなる。準 TEM モードの電界分布、磁界分布は図 3 のようになり、電界、磁界が進行方向に対して垂直な成分しか持たないとみさせる。しかし、周波数が高くなると、誘電体基板上に励起される表面波モードと結合するため、波の進行方

向に電界および磁界をもつハイブリッドモードとなる。表面波モードとは、誘電体と GND 側の導体のみの基板、つまり中心導体が無くても存在するモードである。したがって、表面波との強い結合が発生すると、準 TEM モードのエネルギーが表面波モードのエネルギーに変換され、それが誘電体基板の縁から放射され損失が増大してしまう。

表面波モードとして最も問題となるのが、遮断周波数を持たない TM₀ モードである。TM₀ モードの電界分布、磁界分布を図 4 に示す。図 3 と図 4 を比較すると、電界の x 方向と、磁界の y 方向が同じ方向を有していることが分かる。このことから、TM₀ モードが結合しやすいモードであることが分かる。図 5 に、マイクロストリップライン上に存在する電磁波の ω、k の関係を示す。黒の実線が TEM モードを表しており、ω と k が比例している。

周波数が高くなり結合周波数 f_k に近づくと、TM₀ モードと結合し始め、最終的には赤線で示したように TM₀ モードに乗り移ってしまう。

f_k は、以下の式で表される [2]。

$$f_k = \frac{67.4 \times 10^{12}}{h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \frac{1}{\sqrt{1 - (1 + 10h/W)^{-1/2}}} \arctan \epsilon_r \left[\frac{1 + (1 + 10h/W)^{-1/2}}{1 - (1 + 10h/W)^{-1/2}} \right]^{\frac{1}{2}} \text{ Hz} \quad (1)$$

ここで、ε_r は基板の誘電率、h は基板厚、W は導体幅である。式(1)は、直線線路を仮定した場合の結合周波数である。図 2 の F 級負荷装荷レクテナに用いた基板のパラメータ (ε_r=2.6、h=0.20mm、W=0.53mm) を代入し計算すると、f_k=484GHz となった。したがって、484GHz 付近までは、表面波との強い結合は生じないことが分かる。

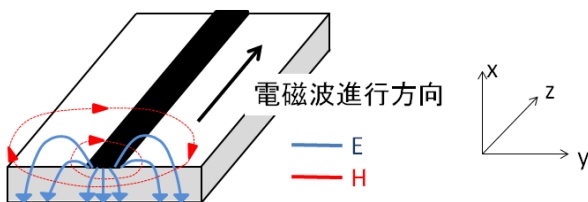


図 3 準 TEM モードの電界分布および磁界分布

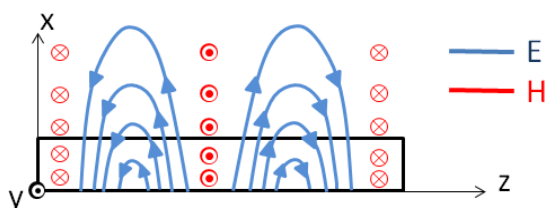


図 4 TM₀ モードの電界分布および磁界分布

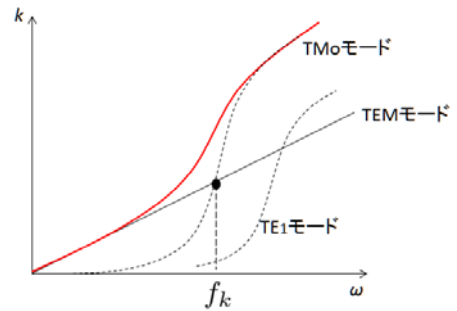


図 5 マイクロストリップラインの分散関係

3. 電磁界シミュレータによる F 級負荷の評価

出力フィルタである F 級負荷は整流回路において最も重要な回路である。図 2 に示す F 級負荷装荷レクテナの、F 級負荷部分を電磁界シミュレータ HFSS 上に再現した。シミュレーションモデルを図 6 に示す。そして HFSS によって計算された S パラメータと ADS で計算した S パラメータとの比較を行った。計算結果を図 7 に示す。

図 7 より、30GHz 付近から HFSS と ADS による計算結果がずれ始めていることが分かる。ADS は、伝搬するモードが TEM モードのみであると仮定し、集中定数による等価回路に変換し計算している。それに対し、HFSS はマクスウェルの方程式を直接解き進めるため、高次モードである表面波モードも含めたより正確な計算結果といえる。つまり、ADS で設計した際には、高調波に対しては正確なシミュレーションができていなかったことが分かる。これが最適負荷、最適入力電力が一致しなかった原因の一つであると考えられる。

HFSS と ADS の計算結果が一致しない原因としては、不連続点において表面波モードが発生したことによると考えられる。シミュレーション結果から予想される結合周波数は 30GHz 程度であるのに対して、2 章で求めた結合周波数は f_k=484GHz と大きく異なる。これは、2 章で求めた f_k は直線線路のマイクロストリップラインを想定した計算であることによると考えられる。

電磁波は、不連続点で高次モードが発生してしまうため、図 3 に示すような回路では 30GHz 付近で高次モードである表面波モードが目立ち始めたと考えられる。

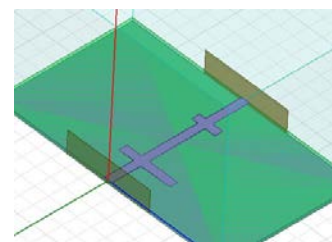


図 6 HFSS シミュレーションモデル (導体幅 W=0.53mm)

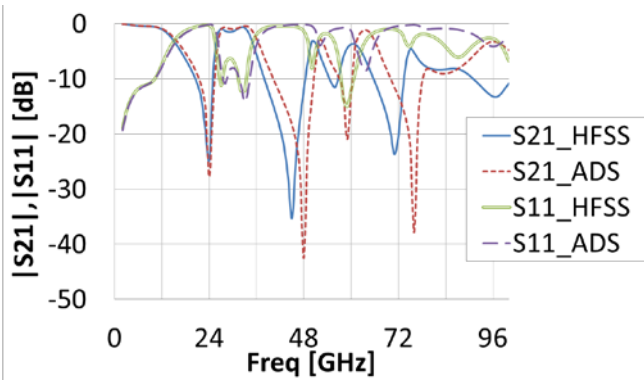


図7 F級負荷のシミュレーション結果
 (導体幅 W=0.53mm)

4. 不連続点の影響

図6では50Ω線路としているため、導体幅はW=0.53mmである。これに対し、F級負荷の基本波、2次高調波のスタブの長さはそれぞれ2.04mm、1.04mmである。不連続点のサイズを小さくするために、線路幅をW=0.10mm(特性インピーダンスは110Ω)としてF級負荷を設計し、HFSSとADSで計算したSパラメータを比較した。HFSSのシミュレーションモデルを図8に示す。簡単化のためスタブを2本としている。計算結果を図9に示す。両者の結果が良く一致している。つまり、不連続点を小さくすることで、不連続点で発生する高次モードの影響を抑えることができた。

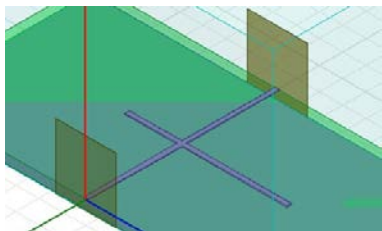


図8 HFSSシミュレーションモデル
 (導体幅 W=0.10mm)

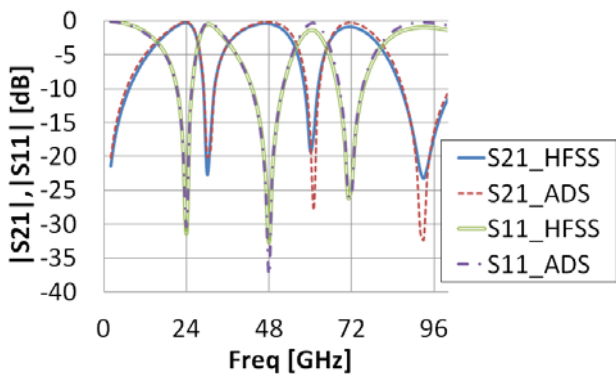


図9 F級負荷のシミュレーション結果
 (導体幅 W=0.10mm)

5. マイクロストリップライン損失

マイクロストリップラインにおける損失は、導体損、誘電体損、放射損の3つに分けられる。ADSは導体損、誘電体損のみしか計算していないのに対し、HFSSは

放射損も含めたすべての損失を考慮した計算をしている。図9に示したSパラメータの計算結果から、マイクロストリップラインの損失を計算した。その結果を図10に示す。図9は基板厚h=0.20mmの基板を用いたF級負荷での計算結果である。したがって、青の実線と赤の破線を比較すると、HFSSによって計算した損失が、ADSのそれよりも非常に大きいことが分かる。この差が、ADSでは考慮しきれていない放射損を表していると考えられる。つまり、3章のように不連続点を小さくすることで、共振点を一致させることはできるが、表面波による損失を抑えることはできていないことが分かる。

そこで、基板厚h=0.10mmとして同様のシミュレーションを行い、Sパラメータから線路損失を計算した。その結果も図10に同時に示してある。緑の二重線と、紫の一点鎖線を比較すると、基板厚を薄くすることで、HFSSにより計算した損失が小さくなっていることが分かる。

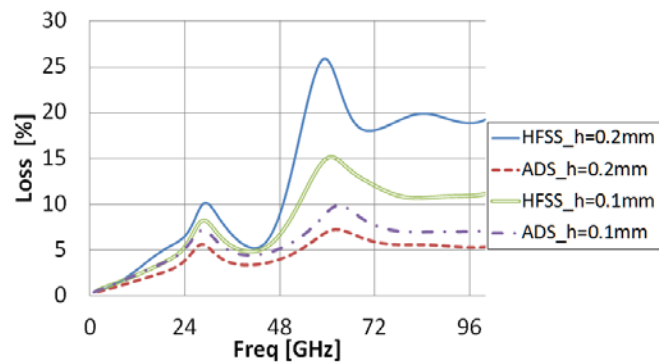


図10 F級負荷回路の伝搬損失

6. 高調波処理する次数

高調波処理が必要となるシングルシャント型レクタナにおいて、変換効率が、処理する高調波の次数に対しどのように変化するかを調べた。

ADSを用いて、図11のような回路を構成した。出力フィルタはλ/4線路と、LC直列共振回路で再現した。各共振回路の共振周波数が、基本波とその高調波となるようにL、Cの値を設定した。シミュレーション結果を図12に示す。処理する高調波の次数を上げていくことで、変換効率が上昇するが、3次程度でほぼ飽和状態となっていることが分かる。したがって、3次までの高調波処理を行うようなF級負荷を設計すればよいことが分かる。また、1次から3次に高調波を処理する次数を上げることで、変換効率は18.2%上昇しているのに対し、ダイオードの損失は4.47%減少したのみであった。このことから、高調波処理する次数を増やすことで変換効率が上昇していくのは、出力フィルタのインピーダンスの整流条件(偶高調波でイン

ピーダンスが 0、奇高調波でインピーダンスが ∞)が満たされダイオード損失が減少することによる影響よりも、高調波のエネルギーを閉じ込め、負荷抵抗に流れ出ることを防ぐことによる影響の方が大きいことが分かる。

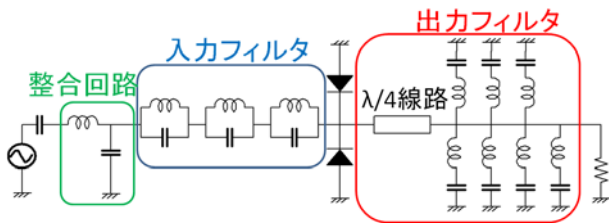


図 11 集中定数と $\lambda/4$ 線路で構成されたシングチャント型レクテナ

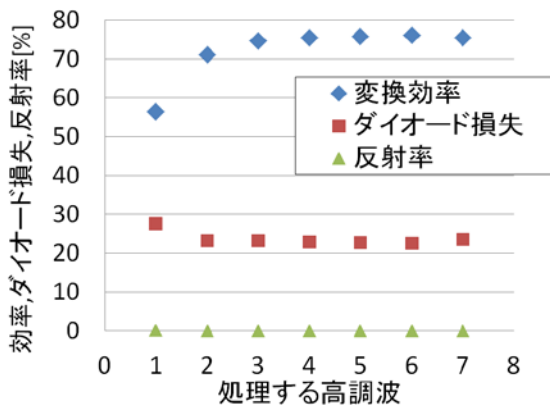


図 12 処理する高調波の次数に対する変換効率とダイオード損失および反射率の変化

7. 改良型 F 級負荷装荷レクテナの設計

比誘電率 2.6、基板厚 0.10mm のテフロン基板 NPC-F260A を用いて、F 級負荷装荷レクテナを新しく設計した。そのパターンを図 13 に示す。出力フィルタ、整合回路ともに、不連続点の影響を小さくするために接続点の線路幅を細くした。

また、F 級負荷のスタブの数は 2 本とした。これは、図 9 では、3 次高調波である 72GHz でも共振しているため、スタブが 2 本でも 3 次高調波まで処理できると判断したためである。これは、波長短縮の影響が小さく、基本波の $\lambda/4$ 線路が 3 次高調波の $3\lambda/4$ 線路と一致することを意味している。

前回製作した図 2 の回路は、ダイオードのアノード側の線路の長さを基本波の $\lambda/2$ 線路としている。ダイオードのアノード側は GND に接続されている必要があるため、理想的には線路長 0 が望ましい。しかし半田付けの際に必要なレジスト幅を確保するため、アノード側の線路長を 0 にはできない。したがって、図 2 では $\lambda/2$ 線路を用意した。しかし今回の設

計では、線路が長くなることによって導体損が大きくなること、また回路全体のサイズが大きくなってしまいうことから、ダイオードのアノード側の線路を、レジストが塗布できる限界の長さまで短くしている。

また、コンデンサの持つ直列抵抗や、寄生リアクタンスを設計に反映させることが難しいため、直流カットコンデンサは実装せず、外付けの直流カットコンデンサで対応することにした。

この回路のシミュレーション上での変換効率は 67.0%であった。図 2 に示した回路のシミュレーション上の変換効率は 68.6%であったため、1.6%低くなってしまった。これは、導体幅を細くしたことにより導体損が増加してしまったためであると考えられる。しかし実際に製作する回路では、表面波モードの発生を抑えたために最適負荷、最適入力電力のずれや、放射損が小さくなるため、変換効率はより高くなることが期待される。

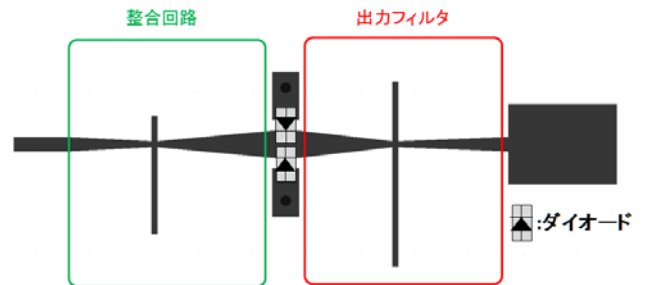


図 13 改良型 F 級負荷装荷レクテナ

8. 結論

電磁界シミュレータを用いて、F 級負荷に着目して電磁界解析を行った。基板厚を薄く、不連続点を小さくすることで、表面波モードとの結合を抑え、回路解析シミュレータで正確なシミュレーションが行えることを明らかにした。そして改良型の F 級負荷装荷レクテナを提案した。最適負荷、最適入力電力の設計値とのずれが少なく、システム化に適した整流回路となることが期待される。

文献

- [1] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, K. Nishikawa, T. Seki, K. Hiraga, "Development of Class-F Load Rectennas", *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, 2011 IEEE MTT-S International
- [2] 小西良弘, "マイクロ波技術講座 理論と実際 第 1 巻", 日刊工業新聞社, pp. 125, 126